

DEUTSCHES PATENTAMT



AUSLEGESCHRIFT 1 000 451

S 33959 VIII a/21 a²

ANMELDETAG: 19. JUNI 1953

BEKANNTMACHUNG
DER ANMELDUNG
UND AUSGABE DER

AUSLEGESCHRIFT: 10. JANUAR 1957

1

Die Erfindung betrifft einen Verstärker mit im Gegenkopplungsweg eingeschaltetem Entzerrer, insbesondere einen Leitungsverstärker für Telefonieübertragung mit Entzerrung der Leitungsdämpfung, mit Ausgleich von Restfehlern bei der Leitungsentzerrung oder mit Kompensation der temperaturabhängigen Dämpfungsänderung der Leitungen.

Wenn man in den Gegenkopplungsweg von Verstärkern Netzwerke zur Entzerrung einschaltet, sollen diese Netzwerke im Hinblick auf die Stabilität des Verstärkers außerhalb des zur Übertragung dienenden Frequenzbandes einen möglichst geringen Einfluß auf die Gegenkopplung ausüben. Zur Schaffung klarer Verhältnisse wäre es ideal, wenn die Entzerrernetzwerke nur die ihnen zugedachte Funktion ausüben würden, d. h. in jeder Hinsicht nur im Übertragungsbereich wirksam wären. Der Idealfall ist aber in der Praxis nicht oder zumindest nicht mit geringem Aufwand zu erreichen. Tatsächlich üben in bisher bekannten Schaltungen die Entzerrernetzwerke auch außerhalb des Übertragungsbereiches einen gewissen Einfluß auf die Gegenkopplung aus. Es ist daher das Ziel der Erfindung, Maßnahmen zu treffen, um den Einfluß des Entzerrernetzwerkes außerhalb des Übertragungsbereiches sowohl auf den Betrag als auch auf die Phase der Gegenkopplungsspannung möglichst gering zu halten.

Besonders wichtig sind solche Maßnahmen dann, wenn es sich um Verstärker mit austauschbaren Entzerrernetzwerken im Gegenkopplungsweg handelt. Bei Leitungsverstärkern, wie sie in der Trägerfrequenztechnik verwendet werden, sind die Entzerrernetzwerke oft auch so aufgebaut, daß sie durch Verändern eines reellen Widerstandes gesteuert werden können. Als veränderbarer Widerstand dient meist ein von einem Pilotstrom beeinflusster Heißleiter, wodurch die Charakteristik des Entzerrernetzwerkes geändert wird. Solche Heißleiter werden in der Regel mit Gleichstrom oder mit Wechselstrom niedriger Frequenz gesteuert. Um eine unerwünschte direkte Rückwirkung des Steuerstromes auf die Verstärkerschaltung zu vermeiden, müssen Heißleiter enthaltende Netzwerke von dem eigentlichen Verstärker galvanisch getrennt werden. Dies gilt insbesondere dann, wenn direkt geheizte Heißleiter benutzt sind. Eine galvanische Trennung der Entzerrernetzwerke von dem eigentlichen Verstärker kann darüber hinaus auch in anderen Fällen zweckmäßig sein, um unerwünschte Rückwirkungen allgemein zu vermeiden.

Bei dem in Fig. 1 schematisch dargestellten Verstärker, bei dem die Gegenkopplungsspannung beispielsweise vom Kathodenkreis der Endröhre abgenommen wird, wird durch Einschalten eines Netzwerkes N mit geeignetem Frequenzgang seiner

Verstärker mit im Gegenkopplungsweg angeordneten Entzerrernetzwerken

Anmelder:

Siemens & Halske Aktiengesellschaft,
Berlin und München,
München 2, Wittelsbacherplatz 4

Dipl.-Ing. Karl Schönhammer, München,
ist als Erfinder genannt worden

2

Impedanz ein gewünschter Frequenzgang der Verstärkung erreicht. Damit besteht aber die Gefahr, daß sich das Übertragungsmaß $\mu \cdot \beta$ der Gegenkopplungsschleife so ändert, daß der Verstärker instabil wird. Wie aus dem in Fig. 2 dargestellten Ersatzschaltbild eines gegengekoppelten Verstärkers ersichtlich, bedeutet μ den Verstärkungsfaktor und β den Gegenkopplungsfaktor.

In Fig. 3 zeigt die Kurve 1 die Ortskurve des Übertragungsmaßes $\mu \cdot \beta$, wie sie beispielsweise bei einem dreistufigen Verstärker gemessen wird, in der üblichen Darstellung in Polarkoordinaten mit der Frequenz als Parameter. Die Gefahr der Instabilität besteht besonders dann, wenn Entzerrernetzwerke verschiedener Art eingeschaltet werden, die das Übertragungsmaß $\mu \cdot \beta$ in den kritischen Frequenzbereichen unterhalb und oberhalb des Übertragungsbereiches in verschiedener Weise ändern, so daß eine stabilisierende Maßnahme z. B. für das eine Netzwerk nicht für das andere brauchbar ist.

Die Kurve 1 in Fig. 3 gilt z. B. für das Übertragungsmaß $\mu \cdot \beta$ ohne Entzerrer im Kathodenkreis. Die für die tiefste und höchste Frequenz des Übertragungsbereiches geltenden Werte von $\mu \cdot \beta$ sind mit f_1 und f_2 bezeichnet. Zwischen den Frequenzen Null und f_1 und zwischen ∞ und f_2 liegen die für die Stabilität kritischen Bereiche des Übertragungsmaßes $\mu \cdot \beta$, in denen $|\mu \cdot \beta|$ annähernd gleich 1 ist. Einer der eingeschalteten Entzerrer verursache z. B. bei tiefen Frequenzen eine solche Änderung des Übertragungsmaßes $\mu \cdot \beta$, daß der Punkt + 1 eingeschlossen wird, wie es die gestrichelte Kurve 2 in Fig. 3 zeigt. Bei der Einschaltung eines anderen Entzerrers trete wieder eine andere Veränderung des Übertragungsmaßes $\mu \cdot \beta$ in den kritischen Bereichen auf. Dies gilt

auch dann, wenn das Netzwerk in an sich bekannter Weise über einen Übertrager in den Gegenkopplungsweg des Verstärkers eingeschaltet ist.

Gemäß der Erfindung werden die genannten Schwierigkeiten einerseits durch eine solche Dimensionierung des, vorzugsweise in den Kathodenkreis der Endröhre eingeschalteten, Übertragers vermieden, daß dessen Querinduktivität bei tiefen und dessen Streuinduktivität bei hohen Frequenzen den Einfluß des Entzerrernetzwerkes auf den Gegenkopplungsweg verringert, und andererseits durch ein zusätzliches Netzwerk, das in Reihe zu der Primärseite des Übertragers, an dessen Sekundärseite das Entzerrernetzwerk angeschaltet ist, eine Parallelschaltung aus Widerstand und Kondensator und parallel dazu eine Reihenschaltung aus Widerstand und Kondensator aufweist und so dimensioniert ist, daß die Impedanz von Übertrager einschließlich Netzwerk bei extrem tiefen und extrem hohen Frequenzen annähernd konstante Werte annimmt, indem die Beziehungen

$$R_1 = \sqrt{\frac{L}{C_1}} \quad \text{und} \quad R_2 = \sqrt{\frac{L\sigma}{C_2}}$$

gelten, wobei mit R_1 der Widerstand und C_1 der Kondensator der Parallelschaltung, mit R_2 der Widerstand und C_2 der Kondensator der Reihenschaltung des zusätzlichen Netzwerkes, mit L die Querinduktivität und mit $L\sigma$ die Streuinduktivität des Übertragers bezeichnet sind.

Die Erfindung wird an Hand eines in der Fig. 4 schematisch dargestellten Ausführungsbeispiels näher erläutert. Die Fig. 5a, 5b und 5c zeigen Ersatzschaltbilder der in Fig. 4 dargestellten Schaltung.

In der Schaltung nach Fig. 4 wird das entzerrende Zweipolnetzwerk N über den im Kathodenkreis der Röhre $R\bar{o}$ liegenden Übertrager \bar{U} angeschaltet. Als zusätzliches Netzwerk liegt in Reihe zum Übertrager \bar{U} die Parallelschaltung von R_1 und C_1 und parallel dazu die Reihenschaltung von R_2 und C_2 . Der Übertrager ist also mit dem Entzerrernetzwerk N abgeschlossen. In dem Frequenzbereich, in dem das Entzerrernetzwerk N die Gegenkopplung nicht ändern soll, also außerhalb des zur Übertragung dienenden Frequenzbandes, habe es annähernd den konstanten ohmschen Widerstand R bzw. R' . Es gilt für den Teil des Kathodenkreises, an dem die Gegenkopplungsspannung U , abgegriffen wird, bei einem Übersetzungsverhältnis $\bar{U} = 1:1$ des Übertragers \bar{U} das in Fig. 5a dargestellte Ersatzschaltbild, in dem L der Querinduktivität und $L\sigma$ der Streuinduktivität des Übertragers \bar{U} entspricht.

Bei tiefen und hohen Frequenzen vereinfacht sich das Ersatzschaltbild entsprechend der Darstellung in den Fig. 5b und 5c. Durch geeignete Bemessung von R_1C_1 , R_2C_2 soll erreicht werden, daß die Impedanz, an der die Gegenkopplungsspannung U , liegt, im ganzen hinsichtlich der Stabilität kritischen Frequenzbereich annähernd konstant bleibt. Bei tiefen Frequenzen, für die das Ersatzschaltbild Fig. 5b gilt, wird die Abnahme der Impedanz von L parallel R durch R_1C_1 aufgehoben, bei hohen Frequenzen, für die das Ersatzschaltbild Fig. 5c gilt, wird die Zunahme von $L\sigma$ in Reihe mit R' durch R_2C_2 aufgehoben. Um dies zu erreichen, müssen die Beziehungen

$$R_1 = R = \sqrt{\frac{L}{C_1}} \quad \text{und} \quad R_2 = R' = \sqrt{\frac{L\sigma}{C_2}}$$

gelten. Da die Impedanz, an der die Gegenkopplungsspannung liegt, bei hohen und bei tiefen Frequenzen nicht durch den Abschluß N des Übertragers bestimmt ist, kann in diesen Frequenzbereichen ein verschiedener Abschluß auch nicht wesentlich das Übertragungsmaß $\mu \cdot \beta$ ändern. R bzw. R' , L und $L\sigma$ sind also so zu dimensionieren, daß im Übertragungsbereich L und $L\sigma$ noch keinen wesentlichen Einfluß auf den Betrag der Impedanz haben und daß andererseits außerhalb des Übertragungsbereiches, wo das Übertragungsmaß $\mu \cdot \beta$ annähernd 1 wird, der sekundärseitige Abschluß des Übertragers \bar{U} nicht mehr eingeht. Bezeichnet man die Grenzen des Übertragungsbereiches mit ω_1 und ω_2 , so wählt man zweckmäßig $\omega_1 \cdot L$ vier- bis zehnmal so groß wie R und $\omega_2 \cdot L\sigma$ vier- bis zehnmal kleiner als R' . Die $\mu \cdot \beta$ -Kurve 2 in Fig. 3 geht dann in die punktierte Kurve 3 über, mit der der Verstärker stabil arbeitet.

PATENTANSPRÜCHE:

1. Verstärker mit im Gegenkopplungsweg über einen, vorzugsweise in den Kathodenkreis der Endröhre eingeschalteten Übertrager angeordneten Entzerrernetzwerken, gekennzeichnet einerseits durch eine solche Dimensionierung des Übertragers (\bar{U}), daß seine Querinduktivität (L) bei tiefen und seine Streuinduktivität ($L\sigma$) bei hohen Frequenzen den Einfluß des Entzerrernetzwerkes (N) auf die Gegenkopplung verringert, und andererseits durch ein zusätzliches Netzwerk, das in Reihe zu der Primärseite des Übertragers, an dessen Sekundärseite das Entzerrernetzwerk angeschaltet ist, eine Parallelschaltung aus Widerstand (R_1) und Kondensator (C_1) und parallel dazu eine Reihenschaltung aus Widerstand (R_2) und Kondensator (C_2) aufweist und so dimensioniert ist, daß die Impedanz von Übertrager (\bar{U}) einschließlich Entzerrernetzwerk (N) bei extrem tiefen und extrem hohen Frequenzen annähernd konstante Werte annimmt, indem die Beziehungen

$$R_1 = \sqrt{\frac{L}{C_1}} \quad \text{und} \quad R_2 = \sqrt{\frac{L\sigma}{C_2}}$$

gelten (Fig. 4, 5).

2. Verstärker nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Impedanz $\omega_1 \cdot L$ der Querinduktivität des Übertragers vier- bis zehnmal größer als R und die Impedanz $\omega_2 \cdot L\sigma$ der Streuinduktivität vier- bis zehnmal kleiner als R' gewählt ist, wobei ω_1 bzw. ω_2 die untere bzw. obere Grenzfrequenz des Übertragungsbereiches und R bzw. R' die angenähert ohmschen Impedanzwerte des Entzerrernetzwerkes bei diesen Grenzfrequenzen sind.

In Betracht gezogene Druckschriften:

Deutsche Patentschriften Nr. 862 310, 859 035, 807 098;

schweizerische Patentschrift Nr. 275 983;

Hans Bartels: »Grundlagen der Verstärkertechnik«, 2. Auflage, Leipzig 1944, S. 92 bis 94.

Fig.1

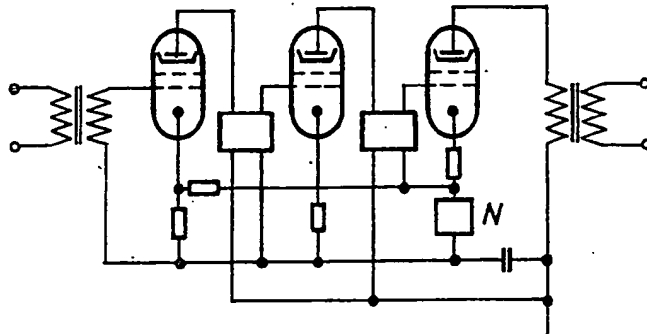


Fig.2

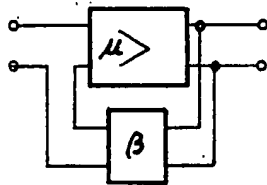


Fig.3

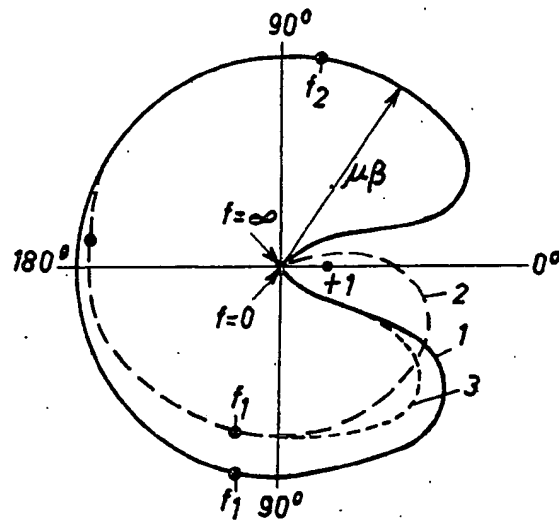


Fig.4

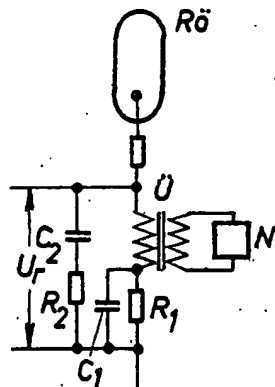
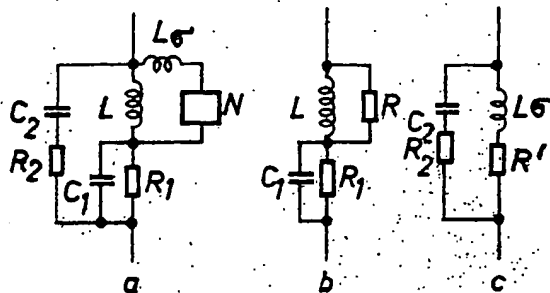
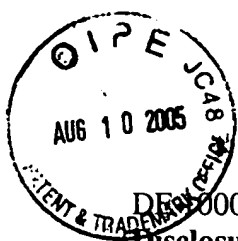


Fig.5





DE 1 000 451 English
Disclosure statement 1 000 451

Amplifier with attenuator connected in negative feedback circuit

Applicant: Siemens & Halske Aktiengesellschaft, Berlin and Munich
München 2, Wittelsbacherplatz 4

Dipl.-Ing. Karl Schönhammer, of Munich, was quoted as the inventor

1

The invention is related to an amplifier with an attenuator connected to its negative feedback path, particularly a line amplifier for telephone sender with attenuation of conductive damping, with compensation of residual errors at the line attenuation or with compensation of temperature-dependent damping changes of routing.

When connecting to negative feedback path of amplifier networks to get attenuation, these networks must exert the least possible influence on the conditions of negative feedback, judged by the stability of the amplifier outside the frequency band used for transmission. In operation, the ideal case would be when the attenuating network only influenced the function to which it is devoted, that is, from all points of view, if only were valid in the transmission. Nevertheless, in practice the ideal case is not achieved, or at least not achieved at a low cost. Possibly, in the presently known circuits, the attenuator networks outside transmission range exert also a certain influence on the negative feedback. Therefore, the objective of the invention is to find measures to hold as low as possible the influence of amplifier networks outside the transmission range, as well as the cost of the voltage phasing of negative feedback.

Thus, specially effective are those measures related to amplifiers with switchable attenuator circuits connected in negative feedback. Inside the line amplifiers and also in the carrier frequency devices damping networks are used, often built in such a way that they are controlled by a high-quality resistance. As variable resistance, a thermistor controlled by a pilot current is used, through which the characteristic of attenuator circuits are varied. Normally, these thermistors are controlled with continuous current, or with low-frequency alternating current. To avoid an undesired direct reaction of the control current on the amplifier circuit, networks containing thermistors are separated from the actual amplifier. This is true, specially when directly heated thermistors are used. A galvanic cutoff of damper loops can thus be valuable also in other cases, in order to generally avoid undesirable reactions.

In the amplifier schematically represented in Fig. 1, in which the negative feedback voltage is taken, for example, from the cathode loop of the end tubes, its impedance will achieve a desired frequency response for amplifier by connecting a network N with the adequate frequency response. However, in this way there is the risk of changing the transfer value $\mu \cdot \beta$ of the negative feedback, the amplifier going thus unstable. As can be seen in the alternative circuit sketch in Fig. 2, of an amplifier in negative feedback, μ represents the amplifying factor and β the negative feedback factor.

In Fig. 3, the curve 1 represents the local curve for transfer value $\mu \cdot \beta$, for example, graphed for a three-step amplifier in the usual presentation, in polar coordinates with frequency as parameter. The danger of instability arises then when the damper network connected in several ways change the transfer value $\mu \cdot \beta$ in several ways, above or below the transfer range within the critical frequency range, thus being necessary, for example, a stabilizing value, to which end an exclusive network is needed.

Curve f_1 in Fig. 3 represents, for example, the transfer value $\mu \cdot \beta$ without damper in the cathode loop. The values for the lowest and highest frequency of transfer range, for $\mu \cdot \beta$, are indicated by f_1 and f_2 . Between the frequency zero and f_1 , and between ∞ and f_2 lie the critical ranges for stability, of the transfer value $\mu \cdot \beta$; within them $|\mu \cdot \beta|$ is close to 1. One of the connected attenuators causes, for example at low frequencies, such a change in the transfer value $\mu \cdot \beta$, that point +1 will be incased, as represented by the curve 2 in Fig. 3. On connecting another attenuator, again another change of transfer value $\mu \cdot \beta$ is caused at the critical range. This occurs also when the network is connected in the usual way to a transmitter to which the amplifier is connected in the negative feedback path.

According to the invention, mentioned difficulties will be avoided firstly with such a dimensioning of the transmitter, preferably connected in the cathode loop of end tubes, that its self-inductance at low frequencies, and its mutual inductance at high frequencies, avoid the influence of the attenuator network on the negative feedback path, and secondly with an additional network connected in series to the primary side of the transmitter, the secondary side of this transmitter being connected to the attenuator network, a parallel connection from resistor and condenser, having parallel to it a series connection of resistor and condenser, dimensioned in such a way that the impedance of the network connected to the transmitter assumes nearly constant value at extremely low- and extremely high frequencies, for which the relations

$$R_1 = \sqrt{\frac{L}{C_1}} \quad \text{and} \quad R_2 = \sqrt{\frac{L\sigma}{C_2}}$$

are valid, whereupon R_1 indicates the resistance and C_1 the capacitance of parallel connection and R_2 indicates the resistance and C_2 the capacitance of the series connection of the additional network; L represents the inductance and $L\sigma$ represents the mutual inductance of the transmitter.

The invention will be apparent by means of an example of construction schematically represented in Fig. 4. Figs. 5a, 5b, and 5c, which show alternative circuit diagrams for the circuit represented in Fig. 4.

In the circuit according to Fig. 4, the damping two-pole network N is connected through the amplifier \vec{U} in the cathode loop of tubes $R\ddot{o}$. As additional network, in series with the amplifier \vec{U} , is the parallel connection of R_1 and C_1 , and parallel to it, the series connection of R_2 and C_2 . The amplifier is also connected with the attenuator network N . In the

frequency range within which the damping network N will not change the negative feedback, and also outside of the frequency band for transmission, it has nearly the constant-ohms resistance R or R' . For the cathode loop part, from which the feedback negative voltage U_r will be taken, the alternative network represented in Fig. 5a, is valid for a translation ratio $\dot{U} = 1 : 1$ of the transmitter \dot{U} , whereupon L represents the inductance and $L\sigma$ represents the mutual inductance of the transmitter \dot{U} .

At low- and high frequencies, the alternative circuit diagram corresponding to the presentations in Figs. 5b and 5c are simpler. Through adequate dimensioning of R_1C_1 , R_2C_2 , it can be achieved that the impedance, at the lowest negative feedback voltage, stays at U_r , within all the frequency interval critical for stability. At low frequencies, for which the alternative circuit diagram in Fig. 5b is valid, the decrease of impedance in L in parallel to R will be augmented by means of R_1C_1 ; at high frequencies, for which the alternative circuit diagram of Fig. 5c, the increase of $L\sigma$ in series with R' will be augmented by means of R_2C_2 . To achieve this, the relations

$$R_1 = R = \sqrt{\frac{L}{C_1}} \quad \text{and} \quad R_2 = R' = \sqrt{\frac{L\sigma}{C_2}}$$

are valid. Because the impedance for the negative feedback voltage is not sensed by the transmitter at low- and high frequencies through connection N , in this frequency range, another termination cannot appreciably change the transfer value $\mu \cdot \beta$. R or R' , L and $L\sigma$ shall also be dimensioned so that L and $L\sigma$ also have no influence on the absolute value of the impedance, within the transfer range, and that also does not enter outside the transfer frequency, where the transfer value $\mu \cdot \beta$ approaches 1, to termination in secondary side of transmitter \dot{U} . If the limits of transfer range are identified with ω_1 and ω_2 , the adequate $\omega_1 \cdot L$ is calculated as four- to ten times greater than the value of R , and $\omega_2 \cdot L\sigma$ as four-to ten times smaller than R' . The $\mu \cdot \beta$ -curve 2 in Fig. 3 shifts then to the dotted line 3, and the amplifier operates stable.

Patent claims

1. Amplifier with inverse feedback path for damping circuits in a transmitter, preferably connected to the cathode loop of the end tubes, characterized firstly by a dimensioning of the transmitter (\dot{U}) in such a way that its inductance (L) and its mutual inductance ($L\sigma$) minimize the influence of the damping network (N) on the negative feedback, at low- and at high frequencies; and secondly by an additional network connected in series to the primary side of the transmitter, to whose secondary side the damping network is connected, a parallel connection of resistor (R_1) and condenser (C_1), having parallel to it a series connection of resistor (R_2) and condenser (C_2), all dimensioned in such a way that the impedances of transmitter (\dot{U}) or the damping network (N) assume nearly constant values at extremely low and extremely high frequencies, for which the relations

$$R_1 = \sqrt{\frac{L}{C_1}} \quad \text{and} \quad R_2 = \sqrt{\frac{L\sigma}{C_2}}$$

are valid (Fig. 4, 5).

2. Amplifier according to Claim I, characterized because the impedance $\omega_1 \cdot L$ of the transmitter's inductance is from four to ten times larger than R , and the impedance $\omega_2 \cdot L\sigma$ is from four- to ten times smaller than R' , being ω_2 or ω_1 the lower or upper boundaries of the transmitter circuit frequency, and R or R' , the approximate ohmic impedance value of the damping network at these frequency boundaries.

Publications considered:

German patents Nos. 862 310, 859 035, 807 098;

Swiss patent No. 275 983;

Hans Bartels: "Grundlagen der Verstärker-technik" (*Fundamentals of amplifier technique*), 2nd. Ed., Leipzig 1944, Pp. 92-94.